

#3
Priority Doc.
Y Robinson
2/12/02

日 本 国 特 許 庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年 8月 1日

出 願 番 号

Application Number:

特願2000-232985

出 願 人

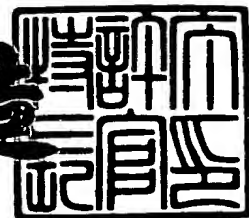
Applicant(s):

株式会社デンソー

2001年 3月 9日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3015755

【書類名】 特許願

【整理番号】 PNID3373

【提出日】 平成12年 8月 1日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03K 17/08

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

 【氏名】 八木 賢次

【特許出願人】

 【識別番号】 000004260

 【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【代理人】

 【識別番号】 100082500

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 足立 勉

 【電話番号】 052-231-7835

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 007102

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

 【包括委任状番号】 9004766

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 半導体素子の過電流保護回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入出力端子を介して電気負荷の通電経路上に設けられ、制御端子に印加された制御電圧に応じて電気負荷に流れる通電電流を制御すると共に、該通電電流に略比例した検出電流を検出端子から出力するよう構成された半導体素子において、前記半導体素子を過電流から保護するための過電流保護回路であって、

前記検出端子に接続され、該検出端子から出力される前記検出電流を検出電圧に変換する電流検出抵抗と、

前記検出電圧が所定の判定基準電圧値以上である場合に、該検出電圧に応じて前記制御電圧を補正することにより、前記通電電流を所定の設定電流値以下に制御する過電流保護手段と、

前記電気負荷への通電時に、前記制御電圧が所定の抵抗切換電圧値に達するまでの間、前記電流検出抵抗の抵抗値を減少させる検出抵抗切換手段とを備え、

前記抵抗切換電圧値は、前記電気負荷への通電開始後、前記半導体素子が完全にオン状態に達するまでの間の所定の電圧値であることを特徴とする半導体素子の過電流保護回路。

【請求項 2】 前記検出抵抗切換手段は、前記制御電圧を検出する制御電圧検出手段と、前記電流検出抵抗の一部を短絡するための短絡手段と、前記電気負荷への通電時に、前記制御電圧検出手段にて検出された前記制御電圧が所定の抵抗切換電圧値に達するまでの間、前記短絡手段を駆動することにより前記電流検出抵抗の抵抗値を減少させる短絡駆動手段とを備えたことを特徴とする請求項 1 記載の半導体素子の過電流保護回路。

【請求項 3】 前記電流検出抵抗は、第一検出抵抗と第二検出抵抗とが直列接続されて構成され、

前記短絡手段は、前記第一検出抵抗又は前記第二検出抵抗のいずれか一方を短

絡する

ことを特徴とする請求項 2 記載の半導体素子の過電流保護回路。

【請求項 4】 前記半導体素子は、前記制御端子としてのゲート端子と、前記入出力端子の一つとしてのコレクタ端子とを備えると共に、エミッタ側が、前記入出力端子の一つとしての主エミッタ端子と、前記検出端子としての従エミッタ端子とで構成された、I G B T 素子であることを特徴とする請求項 1 ～ 3 いずれかに記載の半導体素子の過電流保護回路。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ等の半導体素子の過電流保護回路に関するものである。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

従来より、電力の変換や制御を行う半導体として、バイポーラ型パワートランジスタやサイリスタなどのパワーデバイスがよく知られており、例えばスイッチング電源やインバータを構成するスイッチング素子として広く使用されている。

【 0 0 0 3 】

そして、近年になってこれらのパワーデバイスの高耐圧化、大電流化、高速化が進み、パワー M O S F E T や I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor) などの MOS 系パワーデバイスの出現により、その応用分野も格段に広がってきている。特に、M O S F E T とバイポーラトランジスタとの複合デバイスである I G B T は、M O S F E T の高速スイッチング性とバイポーラトランジスタの低オン電圧特性とを兼ねそえたもので、汎用インバータやスイッチング電源などの産業分野はもちろん、炊飯器や電子レンジ等の民生機器分野へもその応用が拡大し、従来のパワートランジスタを凌駕しつつある。

【 0 0 0 4 】

I G B T をパワーデバイスとして用いる際に、特に重要となるのが、過電流や短絡電流からの保護である。即ち、I G B T に接続した負荷が短絡して I G B T

に過大な電流が流れたり、例えば IGBT にてインバータを構成した場合に、インバータの上下アームのうち片側の IGBT がショートしたり、ゲート回路や制御信号の誤動作により両方の IGBT が共にオンになる、いわゆるアーム短絡が発生したりすると、IGBT が瞬時に破壊してしまうおそれがある。また、近年は問題解消されてきつつあるものの、IGBT はその構造的特徴からサイリスタが寄生的にでき、この寄生サイリスタに起因したラッチアップ現象が発生して、IGBT の熱破壊を引き起こすおそれもある。そのため、過電流を検出して IGBT を保護するための過電流保護回路が必要となる。

【0005】

IGBT の過電流保護回路は従来から様々な保護回路が提案されているが、例えば、特許公報第 2806503 号では、IGBT のエミッタセルを一部電流検出用に分離して、その電流検出用のエミッタセル（従エミッタ）とそれ以外のエミッタセル（主エミッタ）との間に電流検出抵抗を接続すると共に、別途保護トランジスタを設け、IGBT のゲートを保護トランジスタのコレクタに接続し、IGBT の主エミッタを保護トランジスタのエミッタに接続し、IGBT の従エミッタを保護トランジスタのベースに接続した過電流保護回路が開示されている。

【0006】

この過電流保護回路では、保護対象となる IGBT が、主エミッタをエミッタ端子とする主 IGBT と従エミッタをエミッタ端子とする従 IGBT（ゲート端子及びコレクタ端子は両 IGBT とも共通）とが並列接続されることにより、一つの IGBT として構成されている。この場合、従エミッタから流出する電流（従 IGBT 電流）と主エミッタから流出する電流（主 IGBT 電流）とは通常比例関係にあり、例えば従 IGBT 電流は主 IGBT 電流の約 $1/1000 \sim 1/20000$ の電流となる。この従 IGBT 電流により電流検出抵抗で生じる電圧降下は、保護トランジスタのベースに印加される。

【0007】

そのため、短絡等により過電流が発生すると、主・従いずれの IGBT 電流も共に増加し、電流検出抵抗の電圧降下も増加する。この電圧降下が保護トランジ

スタをオンし得るだけの電圧値を越えると、保護トランジスタがオンして I G B T のゲート～エミッタ（主エミッタ）間が導通し、ゲート電圧が低下する。これにより、各 I G B T 電流が減少するため、I G B T を過電流から保護することができる。

【 0 0 0 8 】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記公報に開示されたような過電流保護回路では、従 I G B T のゲート～従エミッタ間電圧と電流検出抵抗の両端の電圧（検出電圧）を加えた電圧が、主 I G B T のゲート～主エミッタ間電圧に相当するため、電流検出抵抗で電圧降下が生じると、当然ながら従 I G B T のゲート～従エミッタ間電圧は主 I G B T のゲート～主エミッタ間電圧より低くなる。

【 0 0 0 9 】

そのため、図 2 に示すように、ゲート電圧によって主 I G B T 電流と従 I G B T 電流との電流比（以下「カレントミラー比」と称す）が異なり、また、主 I G B T 電流によってもカレントミラー比は異なる。図 2 は、ゲート電圧 V_{ge} を一定にしたときの主 I G B T 電流に対するカレントミラー比の変化を示す説明図であり、ゲート電圧の値によってカレントミラー比が異なることを示したものである。即ち、ゲート電圧が低いと検出電圧も無視しうる程度の低い値となるため、主 I G B T のゲート～主エミッタ間電圧と従 I G B T のゲート～従エミッタ間電圧とはそれほど大きな違いはないが、ゲート電圧が大きくなると検出電圧も大きくなるため、その分従 I G B T のゲート～従エミッタ間電圧は低下し、従 I G B T 電流は減少する。つまり、図 2 に示すように、ゲート電圧が大きいほど、主 I G B T 電流に対して従 I G B T 電流が小さくなり、カレントミラー比が大きくなる。

【 0 0 1 0 】

このため、例えば負荷が短絡状態にあるときに I G B T が O F F 状態から O N するターンオン時（ゲート電圧が低い時）に過電流が流れ始める場合（状況 1）における、保護回路が動作する電流（≡主 I G B T 電流）は、I G B T が定常的に O N 状態になっている時（ゲート電圧が高い時）に負荷が短絡して過電流が流

れ込んだ場合（状況 2）における、保護回路が動作する電流より小さくなる。この様子を、以下詳細に説明する。

【 0 0 1 1 】

まず、状況 2 の場合は、上記のようにカレントミラー比が大きく、主 I G B T 電流に対して従 I G B T 電流が小さくなってしまうため、過電流が流れても従 I G B T 電流はそれほど増加しないことになる。そこで、カレントミラー比が大きいこと、即ち従 I G B T 電流がそれほど大きくなっても主 I G B T 電流は既に過電流になっている場合があることを考慮して、従 I G B T 電流が小さくても過電流から確実に保護できるように、電流検出抵抗の抵抗値を大きくする必要がある。

【 0 0 1 2 】

一方、状況 1 の場合は、状況 2 に比べてカレントミラー比が小さく、過電流が流れ始めるとそれに追従して従 I G B T 電流も増加する。このとき、電流検出抵抗の抵抗値を状況 2 の場合と同じような大きい値に設定しておくと、少量の主 I G B T 電流でも電流検出抵抗による電圧降下が大きくなって、過電流が流れていないにも関わらず保護回路が動作（保護トランジスタがオン）してしまうため、電流検出抵抗の抵抗値を小さくする必要がある。

【 0 0 1 3 】

つまり、図 3 に示すように、状況 1 と状況 2 とでいずれも同じ電流にて保護回路が動作するようにするためには、状況 1 の場合よりも状況 2 の場合の方が電流検出抵抗が大きくなるようにしなければならない。図 3 は、電流検出抵抗値に対する、状況 1 及び状況 2 における保護開始電流（主 I G B T 電流）を示す説明図であり、ある抵抗値の電流検出抵抗を用いて I G B T を保護しようとする場合、状況 1 において保護回路が動作する主 I G B T 電流よりも状況 2 におけるその方が大きいことを示している。

【 0 0 1 4 】

例えば、定格電流が 4 0 0 A、最大定格電流が 6 0 0 A、破壊電流が 8 0 0 A 以上である I G B T を保護しようとする場合、正常動作時に定格電流（4 0 0 A）を流しても保護回路が動作しないようにするためには、電流検出抵抗を約 3 0

Ω 以下とする必要があり、更に、状況1において最大定格電流（600 A）以下で保護をかけるためには、電流検出抵抗は約10 Ω 以上にする必要がある。但しこのとき、約27 Ω 以下の値に設定すると、状況2の異常が発生した場合にはIGBTが破壊してしまうため、実際には約27～30 Ω の範囲で設定する必要がある。ところが、状況2の異常時に最大定格電流（600 A）以下で保護をかけるためには、電流検出抵抗を約45 Ω 以上にする必要があり、仮に45 Ω に設定すると、状況1の異常が発生したときには約250 Aで保護回路が動作してしまうことになり、定格電流（400 A）すら流せなくなってしまう。

【0015】

本発明は上記課題に鑑みなされたものであり、通電電流に比例した検出電流を取り出すための検出用端子を備えた半導体素子において、検出電流に基づき、半導体素子を過電流から確実に保護することを目的とする。

【0016】

【課題を解決するための手段及び発明の効果】

上記課題を解決するためになされた請求項1記載の過電流保護回路によれば、電気負荷への通電時に制御電圧が所定の抵抗切換電圧値に達するまでの間、検出抵抗切換手段が前記電流検出抵抗の抵抗値を減少させ、その抵抗値が減少した電流検出抵抗による電圧降下分が検出電圧として過電流保護手段へ入力されるため、制御電圧が低くて通電電流に対する検出電流の割合が大きい（換言すればカレントミラー比が小さい）場合は電流検出抵抗の抵抗値を低くすることにより少量の通電電流で保護動作（過電流保護手段による制御電圧の低減）してしまわないようにできると共に、制御電圧が高くて通電電流に対する検出電流の割合が小さい（換言すればカレントミラー比が大きい）場合は、電流検出抵抗の抵抗値をそのまま（制御電圧が抵抗切換電圧値に達するまでの間の抵抗値より大きい値）にして、少量の検出電流でも保護動作するようにできる。

【0017】

そのため、通電電流が半導体素子の定格値に満たないうちに保護動作してしまったり、半導体素子が破壊してしまう程の過大な電流が流れているにもかかわらず保護動作しないなどのおそれがなく、制御電圧の大きさに応じて、正常時の通

電及び異常時の保護動作を、共に適切な電流値にて設定することができる。

【0018】

尚、抵抗切換電圧値は、電気負荷への通電開始後、半導体素子が完全にオン状態に達するまでの間の所定の電圧値に設定すればよいが、ここでいう「完全にオン状態」とは、半導体素子が飽和領域にあってオン抵抗が最も小さくなった状態をいう。

【0019】

また、検出抵抗切換手段を請求項2に記載したように構成すれば、電気負荷への通電時に、制御電圧検出手段により検出された制御電圧が抵抗切換電圧値に達するまでの間は、短絡駆動手段が短絡手段を駆動して電流検出抵抗の一部を短絡することにより電流検出抵抗の抵抗値を減少させるため、電流検出抵抗の一部を短絡するだけで容易にその抵抗値を減少させることができ、制御電圧に応じた電流検出抵抗の抵抗値を確実に設定することができる。

【0020】

更に、請求項3に記載した過電流保護回路によれば、電流検出抵抗を第一検出抵抗と第二検出抵抗の直列接続にて構成し、電気負荷への通電時に制御電圧が抵抗切換電圧値に達するまでの間は短絡手段がいずれか一方の検出抵抗を短絡するだけでよい。ため、各検出抵抗の抵抗値を適宜選定することにより電流検出抵抗をより簡素に構成することができる。

【0021】

そして、本発明の過電流保護回路は、請求項4に記載したように、エミッタ側が、入出力端子の一つとしての主エミッタ端子と検出端子としての従エミッタ端子とで構成されたIGBT素子を、過電流から保護するために利用するとよい。従来技術でも述べたように、IGBT素子は、パワー素子として従来のバイポーラ型パワートランジスタやパワーMOSFETにとって変わりつつあり、その過電流保護対策も重要な課題となっている。そのため、本発明をIGBT素子に適用すれば、IGBT素子を過電流から確実に保護でき、ユーザはIGBT素子を安心して使用することができるようになる。

【0022】

【発明の実施の形態】

以下に、本発明の好適な実施形態を図面に基づいて説明する。

図 1 は、本発明が適用された実施形態の負荷駆動装置の概略構成を示す説明図である。

【0023】

図 1 に示すように、本実施形態の負荷駆動装置は、例えばヒータ等の負荷 10（本発明の電気負荷に相当）を駆動するためのものであり、主として負荷 10 への通電をオン・オフ制御するために負荷と直列に設けられた IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）11 と、IGBT 11 の従エミッタ端子 11a から流出する従 IGBT 電流を検出するための 2 つの電流検出抵抗 R1、R2 と、IGBT 11 のゲート端子 11b に印加されるゲート電圧（ V_{ge} ）を検出するための 2 つのゲート電圧検出抵抗 R3、R4 と、ゲート電圧検出抵抗 R3、R4 の接続点の電圧に基づいてオン・オフされる第一切替トランジスタ Tr1 と、電流検出抵抗 R1 を導通（短絡）させるためのものであって第一切替トランジスタ Tr1 のコレクタ電圧に基づいてオン・オフされる第二切替トランジスタ Tr2 と、従エミッタ端子 11a の電圧に基づいてオン・オフされ、ゲート電圧 V_{ge} を制御するためのゲート制御トランジスタ Tr3 とで構成される。

【0024】

IGBT 11 は、コレクタ端子 11c が負荷 10 を介してバッテリー 12 の正極側に接続されると共に、主エミッタ端子 11d はバッテリー 12 の負極側に接続され、従エミッタ端子 11a も 2 つの電流検出抵抗 R1、R2 を介してバッテリー 12 の負極側に接続されている。また、ゲート端子 11b は、図示しないゲート駆動回路に接続されており、このゲート駆動回路にてゲート電圧 V_{ge} を制御することにより、IGBT 11 の通電（延いては負荷 10 の通電）を制御する。

【0025】

尚、ゲート駆動回路の電源の負極側は、図示しないもののバッテリー 12 の負極側と接続（つまりグランド共通）されている。また、IGBT 11 は、多数の小容量 IGBT が並列接続されて構成されており、そのごく一部のセルにて従エミッタ端子 11a が構成され、他の多数のセルにて主エミッタ端子 11d が構成さ

れている。そのため、負荷の通電電流（つまりコレクタ端子 1 1 c に流れ込む電流）の大部分（ほぼ通電電流に等しい電流量）は、主電流として主エミッタ端子 1 1 d から流れ、主電流と比例した微小電流（本実施形態では主電流の約 $1/10000$ ）が従電流 I_s として従エミッタ端子から流出する。そして、この従電流 I_s （本発明の検出電流に相当）を 2 つの電流検出抵抗 R_1 、 R_2 にて検出することにより、通電電流を監視している。

【 0 0 2 6 】

2 つの電流検出抵抗 R_1 、 R_2 は相互に直列接続されており、電流検出抵抗 R_1 の一端はバッテリー 1 2 の負極側に接続され、電流検出抵抗 R_2 の一端は I G B T 1 1 の従エミッタ端子 1 1 a に接続されている。また、ゲート電圧検出抵抗 R_3 、 R_4 も相互に直列接続されており、ゲート電圧検出抵抗 R_3 の一端はバッテリー 1 2 の負極側に接続され、ゲート電圧検出抵抗 R_4 の一端は I G B T 1 1 のゲート端子 1 1 b に接続されている。

【 0 0 2 7 】

第一切替トランジスタ $T_r 1$ は、ベースが 2 つのゲート電圧検出抵抗 R_3 、 R_4 の接続点に接続され、エミッタがバッテリー 1 2 の負極側に接続され、コレクタが抵抗 R_5 を介して図示しないゲート駆動回路の電源（電源電圧が例えば V_d ）の正極側に接続されており、ベース電圧（ゲート電圧検出抵抗 R_3 の両端の電圧）が所定のオン電圧以上になったときにこの第一切替トランジスタ $T_r 1$ がオンすることになる。

【 0 0 2 8 】

具体的には、I G B T 1 1 のゲート電圧 V_{ge} が所定の境界値 V_{bor} （例えば 1 0 V）より大きくなったときに第一切替トランジスタ $T_r 1$ がオンするよう、各ゲート電圧検出抵抗 R_3 、 R_4 の抵抗値が設定されている。そのため、例えば I G B T 1 1 の通電が開始した直後のターンオン中、或いはターンオフ中であって、まだゲート電圧 V_{ge} が境界値 V_{bor} 以下のときは、第一切替トランジスタ $T_r 1$ はオンしない。一方、例えばゲート電圧 V_{ge} が所定のオン電圧（例えば 1 5 V）であって負荷 1 0 への通電が定常的に行われているとき（即ちゲート電圧 V_{ge} が境界値 V_{bor} より大きいとき）は、第一切替トランジスタ $T_r 1$ はオンする。

【 0 0 2 9 】

尚、所定の境界値 V_{bor} は、IGBT 11 への通電が開始されるしきい値電圧 V_{th} (例えば 3 V) より大きく、IGBT を完全にオンするためのオン電圧 (例えば 15 V) より小さい値に設定する必要があるため、本実施形態では 10 V とした。

【 0 0 3 0 】

第二切替トランジスタ $T_r 2$ は、ベースが第一切替トランジスタ $T_r 1$ のコレクタに接続され、エミッタがバッテリー 12 の負極側に接続され、コレクタが 2 つの電流検出抵抗 R_1 , R_2 の接続点に接続されている。この第二切替トランジスタ $T_r 2$ は、第一切替トランジスタ $T_r 1$ がオンのときはそのベース電位が低いため、オンしないが、第一切替トランジスタ $T_r 1$ がオフのときはそのベース電位が上昇して、オンすることになる。

【 0 0 3 1 】

ゲート制御トランジスタ $T_r 3$ は、ベースが IGBT 11 の従エミッタ端子 11a に接続され、エミッタがバッテリー 12 の負極側に接続され、コレクタが IGBT 11 のゲート端子に接続されている。そして、ベースに印加される電圧は、第二切替トランジスタ $T_r 2$ がオフのときは 2 つの電流検出抵抗 R_1 , R_2 による電圧降下分となる。一方、第二切替トランジスタ $T_r 2$ がオンのときは、電流検出抵抗 R_1 が短絡することになるため、電流検出抵抗 R_2 による電圧降下分 (第二切替トランジスタ $T_r 2$ のオン電圧は無視しうる程度の小さな値であるため) がゲート制御トランジスタ $T_r 3$ のベースに印加されることになる。尚、上記のように第二切替トランジスタ $T_r 2$ のオン電圧は無視しうる程度の小さな値であるため、本実施形態では第二切替トランジスタ $T_r 2$ がオンしたときに電流検出抵抗 R_1 が短絡したものとみなす。

【 0 0 3 2 】

次に、本実施形態の負荷駆動回路において、IGBT 11 に過電流が流れたときの保護動作について説明する。

まず、IGBT 11 が完全にオンして負荷 10 への通電が定常的に行われている場合、既述のように、ゲート電圧 V_{ge} は所定のオン電圧 (本実施形態では 15

V) であって境界値 V_{bor} より大きいため、このゲート電圧 V_{ge} のうちゲート電圧検出抵抗 R_3 による電圧降下分、即ち第一切替トランジスタ T_{r1} のベースに印加される電圧は、第一切替トランジスタ T_{r1} をオンするために最低限必要な電圧より大きくなって、第一切替トランジスタ T_{r1} がオンする。

【0033】

第一切替トランジスタ T_{r1} がオンすると、第二切替トランジスタ T_{r2} のベース電圧は、第一切替トランジスタ T_{r1} のエミッタ～コレクタ間オン電圧となって非常に微少な電圧であるため、第二切替トランジスタ T_{r2} はオンしない。そのため、ゲート制御トランジスタ T_{r3} のベースに印加される電圧は、2つの電流検出抵抗 R_1 、 R_2 による電圧降下分、即ち $I_s \times (R_1 + R_2)$ となる。

【0034】

このとき、負荷 10 の短絡等の異常により $IGBT11$ に過電流が流れると、主電流に追従して従電流 I_s も増加する。そして、2つの電流検出抵抗 R_1 、 R_2 による電圧降下分がゲート制御トランジスタ T_{r3} をオンするために最低限必要な電圧（本発明の判定基準電圧値に相当）になったとき、ゲート制御トランジスタ T_{r3} がオンして、ゲート電圧 V_{ge} が低下（ゲート制御トランジスタ T_{r3} のエミッタ～コレクタ間オン電圧程度）する。これにより $IGBT11$ はオフになるため、 $IGBT11$ を過電流による破壊から防止することができる。

【0035】

一方、 $IGBT11$ がターンオン中或いはターンオフ中であってゲート電圧 V_{ge} が所定の境界値 V_{bor} 以下であるときは、ゲート電圧検出抵抗 R_3 による電圧降下（第一切替トランジスタ T_{r1} のベース電圧）が第一切替トランジスタ T_{r1} をオンするために必要な電圧に満たないため、第一切替トランジスタ T_{r1} はオフとなる。

【0036】

第一切替トランジスタ T_{r1} がオフだと、第二切替トランジスタ T_{r2} のベースには抵抗 R_5 を介してバッテリー 12 の電圧が印加され、これにより第二切替トランジスタ T_{r2} はオンすることになる。そのため、電流検出抵抗 R_1 はこの第二切替トランジスタ T_{r2} により短絡されることになり、ゲート制御トランジス

タTr3のベースに印加される電圧は、電流検出抵抗R2による電圧降下分となる。

【0037】

このとき、負荷10の短絡等の異常によりIGBT11に過電流が流れると、主電流に追随して従電流Isも増加する。そして、電流検出抵抗R2による電圧降下分がゲート制御トランジスタTr3をオンしうる程度の電圧になったとき、ゲート制御トランジスタTr3がオンして、ゲート電圧Vgeが低下する。これによりIGBT11はオフになるため、IGBT11を過電流による破壊から防止することができる。

【0038】

尚、本実施形態では、電流検出抵抗R1を35Ωとし、電流検出抵抗R2を10Ωとした。そのため、本実施形態のIGBT11についても従来技術で説明した図2の特性が成り立つものとする、IGBT11が完全にオンしているときに負荷10の短絡等によりIGBT11に過電流が流れると（図2の状況2に相当）、このときゲート制御トランジスタTr3のベースに印加される電圧は2つの電流検出抵抗R1、R2の合成抵抗（45Ω）による電圧降下分となるため、主電流が600Aを超えたときにIGBT11がオフされて過電流から保護される。

【0039】

また、IGBT11がターンオン中或いはターンオフ中であってゲート電圧Vgeが境界値Vbor以下のときに、負荷10の短絡等によりIGBT11に過電流が流れると（図2の状況1に相当）、このときゲート制御トランジスタTr3のベースに印加される電圧は電流検出抵抗R2（10Ω）による電圧降下分となるため、主電流が600Aを超えたときにIGBT11がオフされて過電流から保護される。

【0040】

以上詳述したように、本実施形態の負荷駆動装置では、ゲート電圧Vgeが所定の境界値Vbor以下のとき（カレントミラー比が小さいとき）は、ゲート制御トランジスタTr3のベース電圧が電流検出抵抗R2による電圧降下分となるため

、カレントミラー比が小さくて主電流に対する従電流 I_s の割合が大きくても、すぐにはゲート制御トランジスタ T_{r3} がオンせず、必要以上に保護がかかってしまうことがない。

【0041】

一方、ゲート電圧 V_{ge} が所定の境界値 V_{bor} より大きいとき（カレントミラー比が大きいとき）は、ゲート制御トランジスタ T_{r3} のベース電圧が2つの電流検出抵抗 R_1 、 R_2 による電圧降下分となるため、カレントミラー比が大きくて主電流に対する従電流 I_s の割合が小さくても、主電流が保護すべき値を超えると確実に $IGBT11$ を保護（オフ）する。そのため、主電流が過電流となっているにもかかわらず従電流 I_s がそれほど大きくない場合でも、確実に保護できる。

【0042】

従って、本実施形態の負荷駆動装置によれば、ゲート電圧 V_{ge} が所定の境界値 V_{bor} 以下のときに、第二切替トランジスタ T_{r2} がオンして電流検出抵抗 R_1 の両端を短絡させることにより、電流検出抵抗 R_2 による電圧降下分がゲート制御トランジスタ T_{r3} のベースへ入力され、ゲート電圧 V_{ge} が所定の境界値 V_{bor} を超えたときは、第二切替トランジスタ T_{r2} がオフして、2つの電流検出抵抗 R_1 、 R_2 による電圧降下分がゲート制御トランジスタ T_{r3} のベースへ入力されるため、ゲート電圧 V_{ge} が低くて主電流に対する従電流 I_s の割合が大きい、即ちカレントミラー比が小さい場合は電流検出抵抗 R_2 のみにより少量の主電流で保護動作してしまわないようにできると共に、ゲート電圧 V_{ge} が高くてカレントミラー比が大きい場合は、2つの電流検出抵抗 R_1 、 R_2 を共に用いて、少量の従電流 I_s でも保護動作するようにできる。

【0043】

そのため、通電電流が $IGBT11$ の定格値に満たないうちに保護動作してしまったり $IGBT11$ が破壊してしまう程の過大な電流が流れているにもかかわらず保護動作しないなどのおそれがなく、ゲート電圧 V_{ge} の大きさに応じて、正常時の通電及び異常時の保護動作を、共に適切な電流値にて設定することができる。

【0044】

また、ゲート電圧 V_{ge} は 2 つのゲート電圧検出抵抗 R_3 、 R_4 にて検出され、ゲート電圧 V_{ge} が境界値 V_{bor} 以下のときは、ゲート電圧検出抵抗 R_3 による電圧降下分（第一切替トランジスタ T_{r1} のベース電圧）が第一切替トランジスタ T_{r1} をオンするために必要な電圧より小さくなることにより、第一切替トランジスタ T_{r1} をオフにすると共に第二切替トランジスタ T_{r2} をオンにして、電流検出抵抗 R_1 の両端を短絡させるため、電流検出抵抗 R_1 の短絡を確実に行うことができ、ゲート電圧 V_{ge} に応じて電流検出抵抗の抵抗値を確実に設定することができる。

【0045】

更に、従電流 I_s を検出するための電流検出抵抗を、2 つの電流検出抵抗 R_1 、 R_2 にて構成し、ゲート電圧 V_{ge} が境界値 V_{bor} 以下のときは第二切替トランジスタ T_{r2} が電流検出抵抗 R_1 を短絡するだけでよいため、各電流検出抵抗 R_1 、 R_2 の抵抗値を適宜選定することにより電流検出抵抗をより簡潔に構成することができる。

【0046】

そして、既述の通り、IGBT素子はパワー素子として従来のバイポーラ型パワートランジスタやパワーMOSFETにとって変わりつつあり、その過電流保護対策も重要な課題となっているが、本実施形態によれば、上記のようにIGBT素子を過電流から確実に保護できるため、ユーザはIGBT素子を安心して使用することができるようになる。

【0047】

ここで、本実施形態の構成要素と本発明の構成要素の対応関係を明らかにする。本実施形態において、ゲート制御トランジスタ T_{r3} は本発明の過電流保護手段に相当し、第二切替トランジスタ T_{r2} は本発明の短絡手段に相当し、2 つのゲート電圧検出抵抗 R_3 、 R_4 は本発明の制御電圧検出手段に相当し、第一切替トランジスタ T_{r1} は本発明の短絡駆動手段に相当し、2 つの電流検出抵抗はそれぞれ本発明の第一検出抵抗及び第二検出抵抗に相当し、ゲート電圧 V_{ge} は本発明の制御電圧に相当し、境界値 V_{bor} は本発明の抵抗切換電圧値に相当し、従エ

ミッタ端子 11a の電圧（ゲート制御トランジスタ $T_r 3$ のベース電圧）は本発明の検出電圧に相当する。

【0048】

尚、本発明の実施の形態は、上記実施形態に何ら限定されるものではなく、本発明の技術的範囲に属する限り種々の形態を採り得ることはいうまでもない。

例えば、上記実施形態では、第二切替トランジスタ $T_r 2$ による電流検出抵抗 $R 1$ の短絡操作を、2つのゲート電圧検出抵抗 $R 3$ 、 $R 4$ にてゲート電圧 V_{ge} を検出し、検出したゲート電圧 V_{ge} に基づき（詳細にはゲート電圧検出抵抗 $R 3$ による電圧降下分に基づき）第一切替トランジスタ $T_r 1$ を制御して、第二切替トランジスタ $T_r 2$ をオン・オフすることにより行ったが、この第二切替トランジスタ $T_r 2$ のオン・オフを、2つのゲート電圧検出抵抗 $R 3$ 、 $R 4$ 及び第一切替トランジスタ $T_r 1$ 等により行うのに代えて、例えば図4に示すように、コンパレータ 15 を用いて行うようにしてもよい。図4は、上記実施形態の負荷駆動装置の他の実施例を示す説明図である。尚、図4において、コンパレータ 15 を除き、図1の負荷駆動装置とほぼ同様の構成をしているため、図1と同じ構成要素には図1と同じ符号を付し、その説明を省略する。

【0049】

図4に示す負荷駆動装置では、コンパレータ 15 が本発明の制御電圧検出手段及び短絡駆動手段として構成されており、その反転入力端子にはゲート電圧 V_{ge} が入力され、非反転入力端子には基準電圧 V_{ref} が入力され、出力端子は第二切替トランジスタ $T_r 2$ のベース端子に接続されている。基準電圧 V_{ref} は、上記実施形態の境界値 V_{bor} と同じ値であり、ゲート駆動回路内の基準電圧生成回路（いずれも図示せず）にて生成されるものである。

【0050】

そして、ゲート電圧 V_{ge} が基準電圧 V_{ref} より小さいときは、コンパレータ 15 からの出力がハイレベル（Hレベル）となり、第二切替トランジスタ $T_r 2$ をオンして電流検出抵抗 $R 1$ を短絡する。一方、ゲート電圧 V_{ge} が基準電圧 V_{ref} より大きいときは、コンパレータ 15 からの出力がローレベル（Lレベル）となり、第二切替トランジスタ $T_r 2$ をオフする。そのため、図4の負荷駆動装置に

よっても、上記実施形態と同等の作用効果を奏する。

【0051】

また、上記実施形態では、電流検出抵抗として2つの電流検出抵抗 R_1 、 R_2 を直列接続することにより構成したが、例えば3つ以上の抵抗を用いたり、一つの抵抗を用いてその一部分を適宜短絡することにより抵抗値を変化させる用にしてもよい。

【0052】

更に、上記実施形態では境界値 V_{bor} の値を10Vとしたが、これに限らず3V（しきい値電圧）を超えて15V（オン電圧）未満の範囲で適宜設定すればよい。また、上記実施形態とはしきい値電圧やオン電圧が異なるIGBT素子を使用する場合は、使用する素子のしきい値電圧やオン電圧を考慮して境界値 V_{bor} を設定すればよい。

【0053】

更にまた、上記実施形態では、保護対象の素子をIGBTとした場合について説明したが、例えば電流検出端子付のパワーMOSFETの保護回路として適用するなど、主電流に比例した微少な従電流を取り出すことのできる素子であれば何でも適用できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明が適用された実施形態の負荷駆動装置の概略構成を示す説明図である。

【図2】 ゲート電圧 V_{ge} を一定にしたときの主IGBT電流に対するカレントミラー比の変化を示す説明図である。

【図3】 電流検出抵抗値に対する、状況1及び状況2における保護開始電流を示す説明図である。

【図4】 本実施形態の負荷駆動装置の他の実施例を示す説明図である。

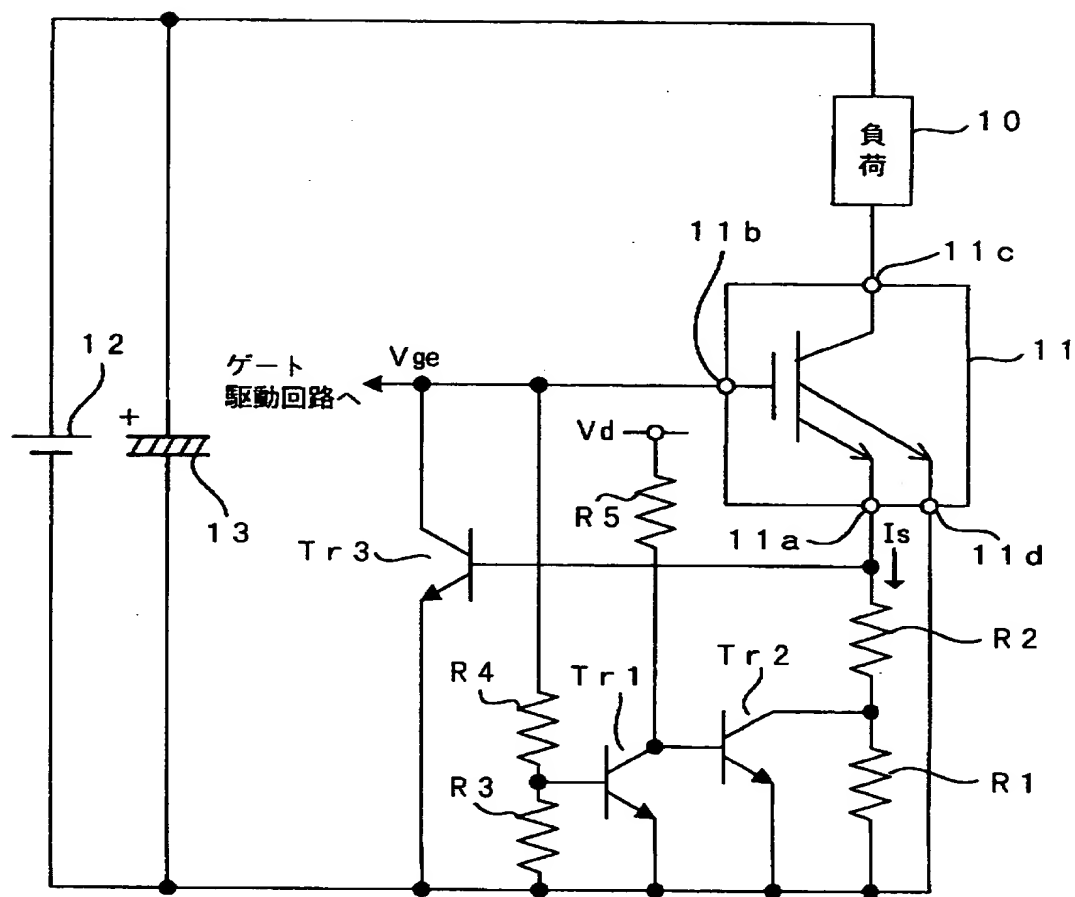
【符号の説明】

10…負荷、11…IGBT、11a…従エミッタ端子、11b…ゲート端子、11c…コレクタ端子、11d…主エミッタ端子、12…バッテリー、13…電解コンデンサ、15…コンパレータ、 R_1 、 R_2 …電流検出抵抗、 R_3 、 R_4 …ゲ

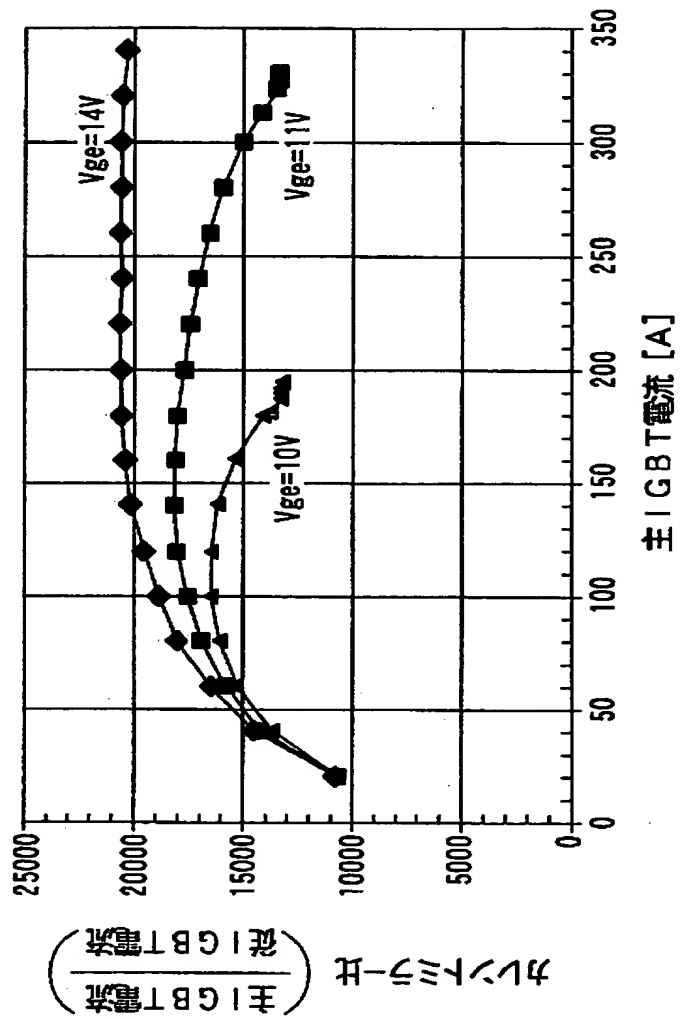
ート電圧検出抵抗、R 5 …抵抗、T r 1 …第一切替トランジスタ、T r 2 …第二切替トランジスタ、T r 3 …ゲート制御トランジスタ

【書類名】 図面

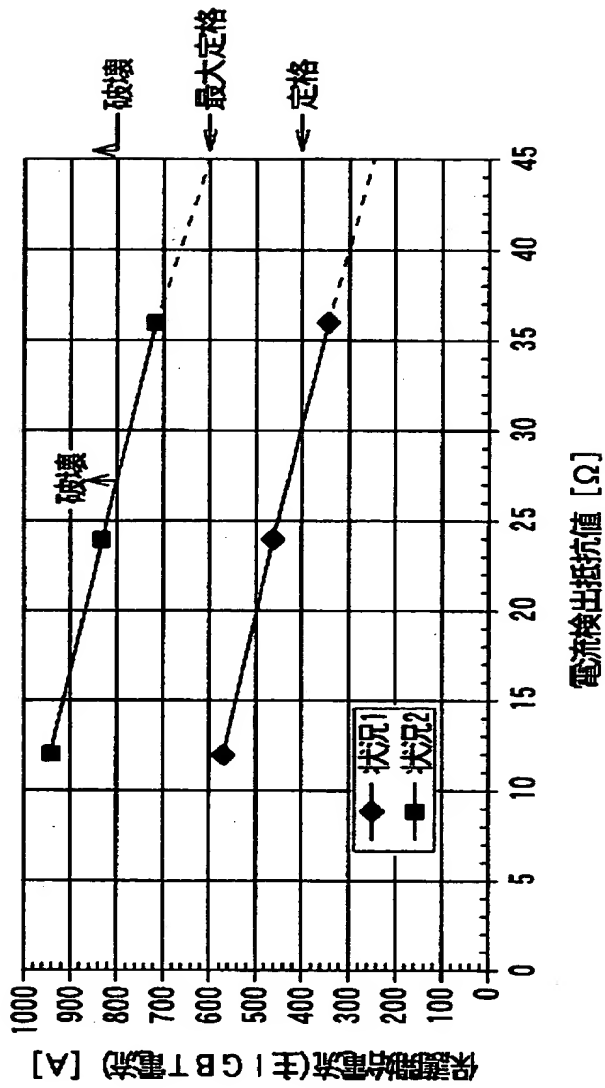
【図1】



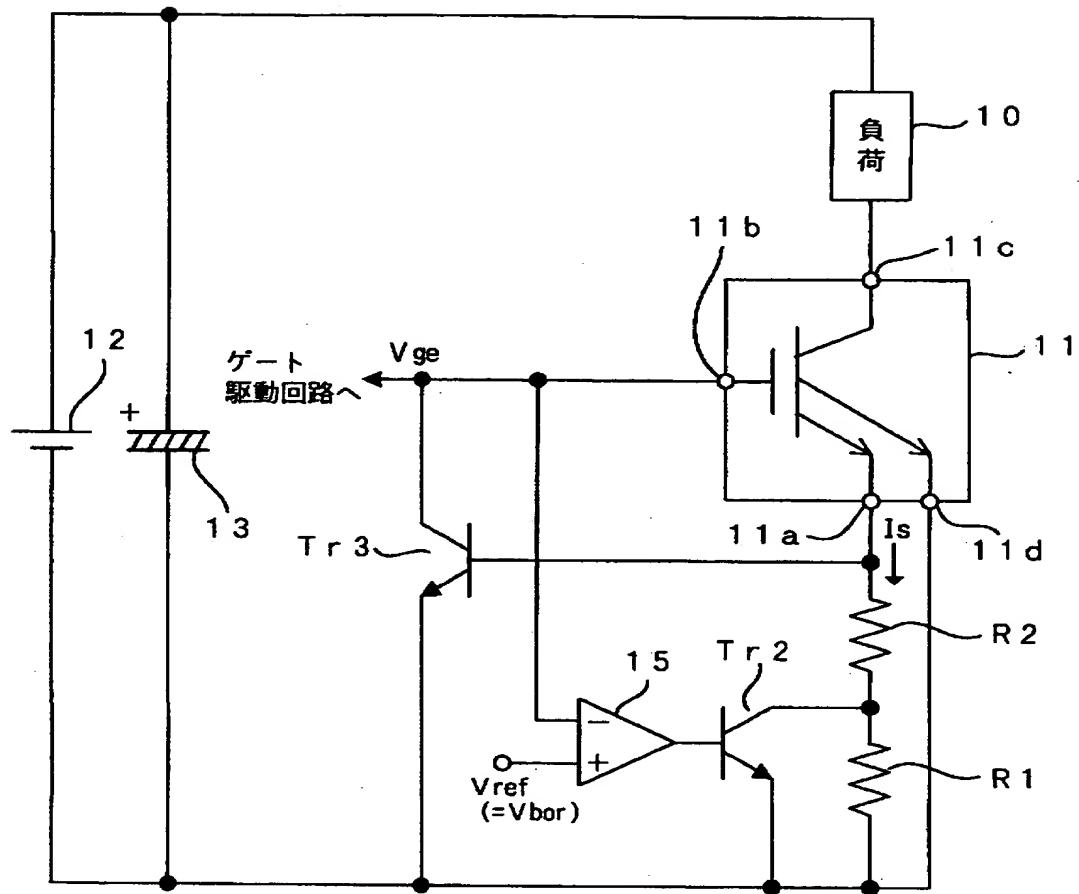
【図2】



【図 3】



【図4】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 通電電流に比例した従電流を取り出すための検出用端子を備えた半導体装置において、従電流に基づき、半導体装置を過電流から確実に保護する。

【解決手段】 ゲート電圧 V_{ge} が所定の境界値 V_{bor} 以下のときは、第一切替トランジスタ T_{r1} のベース電圧（ゲート電圧検出抵抗 R_3 両端の電圧）が第一切替トランジスタ T_{r1} をオンするために必要な電圧に満たないため、第一切替トランジスタ T_{r1} がオフすると共に第二切替トランジスタ T_{r2} がオンして、電流検出抵抗 R_1 の両端を短絡するため、ゲート制御トランジスタ T_{r3} のベース電圧は電流検出抵抗 R_2 による電圧降下分となる。一方、ゲート電圧 V_{ge} が境界値 V_{bor} を超えたときは、第一切替トランジスタ T_{r1} がオンすると共に第二切替トランジスタ T_{r2} がオフするため、ゲート制御トランジスタ T_{r3} のベース電圧は2つの電流検出抵抗 R_1 、 R_2 による電圧降下分となる。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004260]

1. 変更年月日	1996年10月 8日
[変更理由]	名称変更
住 所	愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
氏 名	株式会社デンソー